

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08274664 A**(43) Date of publication of application: **18 . 10 . 96**

(51) Int. Cl.

H04B 1/10
H03H 21/00
H04B 1/40
H04B 7/005
H04Q 7/36
H04B 10/02
H04B 10/18
H04L 27/22

(21) Application number: **08016849**(22) Date of filing: **01 . 02 . 96**

(30) Priority: **02 . 02 . 95 JP 07 16204**
02 . 02 . 95 JP 07 16211

(71) Applicant: **NIPPON TELEGR & TELEPH CORP**
<NTT>

(72) Inventor: **UENO SHIYUUTA**
WATANABE KAZUJI

(54) **DISTORTION COMPENSATING CIRCUIT**

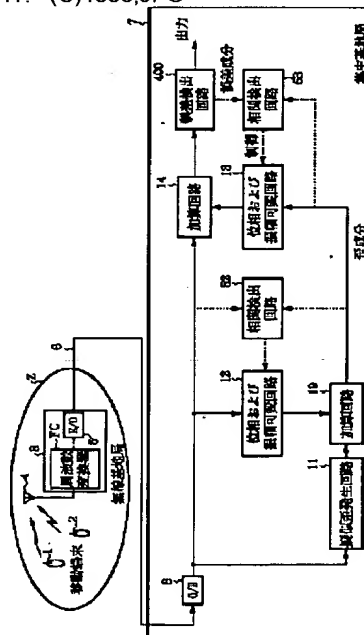
(57) Abstract:

PURPOSE: To perform the distortion compensation control with a high precision by forming a feedback loop to adjust the extent of phase shift and the amplitude of pseudo distortion.

CONSTITUTION: A reception signal is divided to two systems, and the first signal out of signals in two systems passes a pseudo distortion generation circuit 11 having the same characteristic as the distortion generated on the transmission side, and the second signal passes a phase and amplitude varying circuit 12, and both of these signals are added by an addition circuit 19, thereby suppressing a main signal to extract only the distortion component. At this time, the main signal is controlled by a correlation detection circuit 52. The extracted distortion component passes a phase and amplitude varying circuit 13 and is added to the second signal by an addition circuit 14 to eliminate the distortion component included in the second signal. At this time, detection of correlations between the extracted distortion component and the error component after addition is controlled by a correlation detection circuit 53. Thus, a distortion compensation

characteristic most suitable for the inputted signal is obtained.

COPYRIGHT: (C)1996,JPO



THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-274664

(43) 公開日 平成8年(1996)10月18日

(51) IntCl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 1/10			H 0 4 B 1/10	L
H 0 3 H 21/00		8842-5 J	H 0 3 H 21/00	
H 0 4 B 1/40			H 0 4 B 1/40	
	7/005		7/005	
H 0 4 Q 7/36			7/26	1 0 4 A

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 15 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平8-16849

(22) 出願日 平成8年(1996)2月1日

(31) 優先権主張番号 特願平7-16204

(32) 優先日 平7(1995)2月2日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(31) 優先権主張番号 特願平7-16211

(32) 優先日 平7(1995)2月2日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号

(72) 発明者 上野 衆太

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本
電信電話株式会社内

(72) 発明者 渡辺 和二

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本
電信電話株式会社内

(74) 代理人 弁理士 井出 直孝 (外1名)

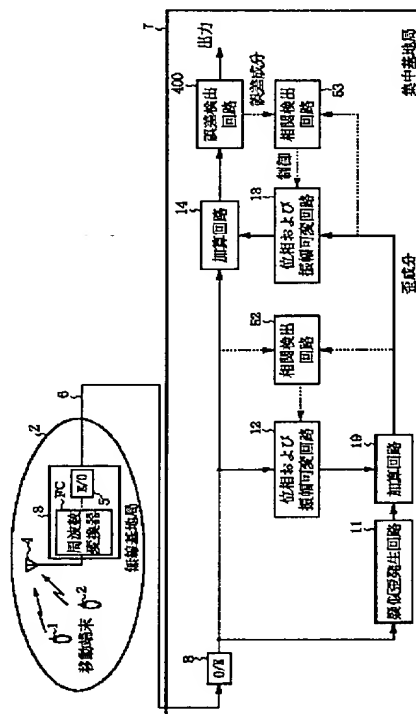
(54) 【発明の名称】 歪補償回路

(57) 【要約】

【課題】 通信伝送路における非線形歪について高精度に歪補償制御を行う。

【解決手段】 受信信号を二系統に分割し、二系統の内の第一の信号を送信側で生じる歪と同等の特性の歪発生器に通し、第二の信号の位相と振幅を制御して、両者の信号を加算することにより主信号を抑圧して歪成分のみを抽出する。このときの制御は主信号の相関検出により行われる。次に、この抽出した歪成分の位相と振幅を制御して、第二の信号に加算することにより第二の信号に含まれる歪成分を除去する。このときの制御は抽出した歪成分と加算後の信号に含まれる誤差成分との間の相関検出によって行われる。

【効果】 これにより、送信側で生じた歪の補償を受信側で行い送信装置を小型化することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル多重直交位相変調され奇数次歪を含む中間周波数信号を入力としこの中間周波数信号が通過し前記奇数次歪の発生原因と等価に設定された疑似歪発生回路（11）と、この中間周波数信号が通過する第一の位相および振幅可変回路（12）と、この第一の位相および振幅可変回路の出力と前記疑似歪発生回路（11）の出力とを実質的に減算する第一の加算回路（19）と、この第一の加算回路の出力が通過する第二の位相および振幅可変回路（13）と、この第二の位相および振幅可変回路の出力と前記中間周波数信号とを前記奇数次歪が打ち消されるように加算する第二の加算回路（14）と、この第二の加算回路の出力から誤差成分を抽出する誤差検出回路（400）とを備え、前記中間周波数信号と前記第一の加算回路（19）の出力との相関を演算しその相関が最小になるように前記第一の位相および振幅可変回路（12）の位相推移量および振幅を制御する第一の相関検出回路（52）と、前記第一の加算回路（19）の出力と前記誤差検出回路（400）から出力される誤差成分との相関を演算しその相関が最小になるように前記第二の位相および振幅可変回路（13）の位相推移量および振幅を制御する第二の相関検出回路（53）とを備えたことを特徴とする歪補償回路。

【請求項 2】 前記第二の加算回路の出力が供給される第一の位相復調回路（100）と、前記中間周波数信号が供給される第二の位相復調回路（101）と、前記第一の加算回路（19）の出力が供給される第三の位相復調回路（105）とを備え、前記第一の相関検出回路は、この第三の位相復調回路（105）の出力と前記第二の位相復調回路（101）の出力との相関を演算しその相関が最小になるように前記第一の位相および振幅可変回路（12）の位相推移量および振幅を制御する手段を含み、前記第二の相関検出回路は、前記第三の位相復調回路（105）の出力と前記第一の位相復調回路（100）の出力との相関を演算しその相関が最小になるように前記第二の位相および振幅可変回路（13）の位相推移量および振幅を制御する手段を含む請求項 1 記載の歪補償回路。

【請求項 3】 入力端に中間周波数信号が供給され出力端に前記第一の位相および振幅可変回路および前記第二の加算回路が接続された第一の位相復調回路を備え、前記疑似歪発生回路と前記第一の加算回路との間に第二の位相復調回路が介挿された請求項 1 記載の歪補償回路。

【請求項 4】 前記第一およびまたは前記第二の位相および振幅可変回路はトランスバーサルフィルタを含む請求項 1 ないし 3 のいずれかに記載の歪補償回路。

【請求項 5】 デジタル多重直交位相変調された信号が多数の搬送波について周波数多重された中間周波数信

号を入力として、この搬送波毎のデジタル多重直交位相変調された中間周波数信号に分歧する分歧フィルタ

（82）を備え、請求項 1 ないし 4 のいずれかに記載の歪補償回路がそれぞれの搬送波毎に設けられた受信装置。

【請求項 6】 前記歪補償回路に疑似歪を分配する疑似歪発生回路がそれぞれの搬送波毎に設けられたこの歪補償回路について共通に設けられた請求項 5 記載の受信装置。

【請求項 7】 光多重信号を入力とし電気信号出力が請求項 5 または 6 記載の受信装置の前記分歧フィルタ（82）入力に接続された光電気変換器（8）を備えた集中基地局装置。

【請求項 8】 多数の移動端末と無線回線により接続され、この多数の移動端末からの受信信号を中間周波数に変換する周波数変換器と、この周波数変換器の出力中間周波数信号を光信号に変換する電気光変換器（5）とを備えた無線基地局装置を備え、前記電気光変換器（5）の出力光信号が光伝送路（6）により請求項 7 記載の集中基地局装置に設けられた前記光電気変換器（8）の入力に接続された無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は通信伝送路における非線形歪補償に利用する。本発明は光通信に利用するに適する。本発明は移動通信方式に利用するに適する。

【0002】

【従来の技術】 従来から知られている非線形歪を補償する技術としてプリディストーション法がある。この従来例を図 16 を参照して説明する。図 16 は従来例装置のブロック構成図である。図 16 は、無線ゾーン Z 内に配置した無線基地局 3 が移動端末 1、2 からの無線信号を受信し、一括して光信号に変換して光ファイバ伝送路 6 で集中基地局 7 へ伝送するアクセス方式において、無線基地局 3 の電気光変換器 5 で発生する非線形歪をプリディストーション法を適用して補償する構成を示している。

【0003】 図 16 において、無線基地局 3 のアンテナ 4 で受信した移動端末 1、2 の無線信号は、周波数変換器 FC により中間周波数信号に変換されて電気光変換器 5 に入力され、光ファイバ伝送路 6 を通じて集中基地局 7 に伝送される。このとき無線基地局 3 の電気光変換器 5 で非線形歪が発生する。

【0004】 入力信号は電気光変換器 5 に入力する前に分配器 74 により二分岐される。その一方の信号は疑似歪発生回路 75 に入力され歪を加えられた後に、可変移相器 76 と可変減衰器 77 によりこの歪の位相と振幅が電気光変換器 5 で発生する歪成分と等振幅かつ逆位相に調整される。分配器 74 のもう一方の出力信号は、遅延

素子 7 8 により遅延調整される。両方の信号が加算器 7 9 により合成されて電気光変換器 5 に入力されることにより、電気光変換器 5 の出力において歪が相殺される。

【0005】電気光変換器 5 の出力信号は光ファイバ伝送路 6 を通じて集中基地局 7 に伝送され、光電気変換器 8 により電気信号に変換される。光電気変換器 8 の出力は分岐フィルタ 8 2 により対応する位相復調回路 1 0 0₁、1 0 0₂ に入力される。なお、上述したプリディストーション法の詳細については、例えば、野島、岡本、“マイクロ波 SSB-AM 方式用プリディストーション非線形歪補償回路”電子情報通信学会論文誌(B). vol. j6 7-B. no. 1 pp. 78-85(昭59-1) を参照されたい。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】このような従来例で示したプリディストーション法において歪補償能力を拡大するには、疑似歪発生回路 7 5 の出力信号の位相と振幅とを自動的に制御しなければならない。しかし、これまでの制御方法は、摂動法によって行われており精度が低い。

【0007】また、プリディストーション法では送信側で非線形歪補償を行うため、複数の無線キャリアからなる広帯域信号に対して歪補償を行う場合には、複数のプリディストーションの回路が必要となり、送信側の無線基地局の回路規模がさらに大きくなるという問題があった。

【0008】本発明は、このような背景に行われたものであり、高精度に歪補償制御を行うことができる歪補償回路を提供することを目的とする。本発明は、複数の無線キャリアからなる広帯域信号の歪補償制御を行うことができる受信装置を提供することを目的とする。本発明は、送信側で生じた歪の補償を受信側で行い送信装置を小型化することができる集中基地局装置を提供することを目的とする。本発明は、送信側で生じた複数の無線キャリアからなる広帯域信号の歪補償制御を高精度に受信側で行うとともに送信装置を小型化することができる無線通信方式を提供することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明の第一の観点は歪補償回路であって、その特徴とするところは、デジタル多重直交位相変調され奇数次歪を含む中間周波数信号を入力としこの中間周波数信号が通過し前記奇数次歪の発生原因と等価に設定された疑似歪発生回路(11)と、この中間周波数信号が通過する第一の位相および振幅可変回路(12)と、この第一の位相および振幅可変回路の出力と前記疑似歪発生回路(11)の出力とを実質的に減算する第一の加算回路(19)と、この第一の加算回路の出力が通過する第二の位相および振幅可変回路(13)と、この第二の位相および振幅可変回路の出力と前記中間周波数信号とを前記奇数次歪が打ち消されるように加算する第二の加算回路(14)と、この第二

の加算回路の出力から誤差成分を抽出する誤差検出回路(400)とを備え、前記中間周波数信号と前記第一の加算回路(19)の出力との相関を演算しその相関が最小になるように前記第一の位相および振幅可変回路(12)の位相推移量および振幅を制御する第一の相関検出回路(52)と、前記第一の加算回路(19)の出力と前記誤差検出回路から出力される誤差成分との相関を演算しその相関が最小になるように前記第二の位相および振幅可変回路(13)の位相推移量および振幅を制御する第二の相関検出回路(53)とを備えたところにある。これにより、入力された信号に最適な歪補償特性を得ることができる。前記第二の加算回路の出力が供給される第一の位相復調回路(100)と、前記中間周波数信号が供給される第二の位相復調回路(101)と、前記第一の加算回路(19)の出力が供給される第三の位相復調回路(105)とを備え、前記第一の相関検出回路は、この第三の位相復調回路(105)の出力と前記第二の位相復調回路(101)の出力との相関を演算しその相関が最小になるように前記第一の位相および振幅可変回路(12)の位相推移量を制御する手段を含み、前記第二の相関検出回路は、前記第三の位相復調回路(105)の出力と前記第一の位相復調回路(100)の出力との相関を演算しその相関が最小になるように前記第二の位相および振幅可変回路(13)の位相推移量を制御する手段を含む構成とすることが望ましい。

【0010】前記第一およびまたは前記第二の位相および振幅可変回路はトランスバーサルフィルタを含む構成とすることもできる。これにより、信号の特性変化を補償し、さらに最適な歪補償特性を得ることができる。

【0011】また、入力端に中間周波数信号が供給され出力端に前記第一の位相および振幅可変回路および前記第二の加算回路が接続された第一の位相復調回路を備え、前記疑似歪発生回路と前記第一の加算回路との間に第二の位相復調回路が介挿された構成としてもよい。この場合にも、前記第一およびまたは前記第二の位相および振幅可変回路はトランスバーサルフィルタを含む構成とすることもできる。

【0012】本発明の第二の観点は受信装置であって、その特徴とするところは、デジタル多重直交位相変調された信号が多数の搬送波について周波数多重された中間周波数信号を入力として、この搬送波毎のデジタル多重直交位相変調された中間周波数信号に分岐する分岐フィルタ(82)を備え、前記歪補償回路がそれぞれの搬送波毎に設けられたところにある。これにより、搬送波毎に最適な歪補償特性を得ることができる。

【0013】さらに、前記歪補償回路に疑似歪を分配する疑似歪発生回路がそれぞれの搬送波毎に設けられたこの歪補償回路について共通に設けられた構成とすることもできる。これにより、各歪補償回路毎に疑似歪発生回路を設ける必要がなくなり、回路構成を単純化すること

ができる。

【0014】本発明の第三の観点は集中基地局装置であって、その特徴とするところは、光多重信号を入力とし電気信号出力が前記受信装置の前記分岐フィルタ（82）入力に接続された光電気変換器（8）を備えたところにある。これにより、送信側で生じた歪を受信側で除去することができ、送信側装置のハードウェアを小型化することができる。

【0015】本発明の第四の観点は無線通信方式であって、その特徴とするところは、多数の移動端末と無線回線により接続され、この多数の移動端末からの受信信号を中間周波数に変換する周波数変換器と、この周波数変換器の出力中間周波数信号を光信号に変換する電気光変換器（5）とを備えた無線基地局装置を備え、前記電気光変換器（5）の出力光信号が光伝送路（6）により前記集中基地局装置に設けられた前記光電気変換器（8）の入力に接続されたところにある。これにより、無線基地局で発生する歪を集中基地局で除去することができるため、無線基地局を小型化できるとともに、効率的な歪除去を行うことができる。

【0016】本発明は、相関検出回路からのフィードバックループを形成することにより最適な歪補償を行うことを最も主要な特徴とする。すなわち、本発明は、室谷、山本「デジタル無線通信」産業図書、昭和60年8月発行の168頁に記載されたフィードフォワード構成の歪補償回路とは異なる技術思想による。本発明はフィードバックループを形成するので、歪特性が何らかの原因により変化した場合に追従して最適な歪補償が行えるように疑似歪の位相推移量および振幅を調整することができる。

【0017】受信信号を二系統に分割し、二系統の内の第一の信号を送信側で生じる歪と同等の特性の疑似歪発生回路に通し、第二の信号の位相と振幅を制御して、両者の信号を加算することにより主信号を抑圧して歪成分のみを抽出する。このときの制御は主信号の相関検出により行われる。

【0018】次に、この抽出した歪成分の位相と振幅を制御して、第二の信号に加算することにより第二の信号に含まれる歪成分を除去する。このときの制御は抽出した歪成分と加算後の誤差成分との間の相関検出によって行われる。これにより、入力された信号に最適な歪補償特性を得ることができる。

【0019】主信号と歪成分の周波数特性を考慮し、トランスバーサルフィルタを用いて主信号の抑圧および歪の除去を行い、さらに歪補償効果を高めることもできる。

【0020】これにより、例えば、複数の無線キャリアからなる広帯域信号を一括して伝送する場合には、送信側の増幅素子、ミキサ、電気光変換器その他で生じる非線形歪を受信側で各キャリア毎に個別に補償する。ま

た、制御方法として相関検出を用いているため、高精度に歪成分を抽出し、これを用いて主信号中の歪成分を消去することができる。

【0021】また、この歪補償回路を含む受信装置を複数用いることにより、複数の無線キャリアからなる広帯域信号を一括して伝送する場合には、送信側の増幅素子、ミキサ、電気光変換器その他で生じる非線形歪を受信側で各キャリア毎に個別に補償することができる。

【0022】発明者の一人が先願（U, S, Patent 5, 046, 133およびEuropean Patent 0331411A2）として干渉補償回路を開示している。本発明はこの開示されたものと一部の手法が同等であるが、本発明はすでに開示された干渉波除去ではなく、素子の非線形性により発生する奇数次歪を除去するためのものであるから、独特の疑似歪発生回路を備え、装置内素子により生じた歪を除去するところがこの先願とは異なる。

【0023】

【発明の実施の形態】

【0024】

【実施例】本発明実施例の構成を図1を参照して説明する。図1は本発明実施例装置のブロック構成図である。

【0025】本発明は歪補償回路であって、その特徴とするところは、デジタル多重直交位相変調され奇数次歪を含む中間周波数信号を入力としこの中間周波数信号が通過し前記奇数次歪の発生原因と等価に設定された疑似歪発生回路11と、この中間周波数信号が通過する位相および振幅可変回路12と、この位相および振幅可変回路12の出力と疑似歪発生回路11の出力とを実質的に減算する加算回路19と、この加算回路19の出力が通過する位相および振幅可変回路13と、この位相および振幅可変回路13の出力と前記中間周波数信号とを前記奇数次歪が打ち消されるように加算する加算回路14と、この加算回路14の出力から誤差成分を抽出する誤差検出回路400とを備え、前記中間周波数信号と加算回路19の出力との相関を演算しその相関が最小になるように位相および振幅可変回路12の位相推移量および振幅を制御する相関検出回路52と、加算回路19の出力と誤差検出回路400から出力される誤差成分との相関を演算しその相関が最小になるように位相および振幅可変回路13の位相推移量および振幅を制御する相関検出回路53とを備えたところにある。

【0026】本発明実施例は、移動端末1、2と無線回線により接続され、この移動端末1、2からの無線信号を中間周波数に変換する周波数変換器FCと、この周波数変換器FCの出力中間周波数信号を光信号に変換する電気光変換器5とを備えた無線基地局3を備え、電気光変換器5の出力光信号が光ファイバ伝送路6により集中基地局7に設けられた光電気変換器8の入力に接続された無線通信方式として構成されている。

【0027】（第一実施例）本発明第一実施例の構成を図2を参照して説明する。図2は本発明第一実施例装置のブロック構成図である。

【0028】本発明第一実施例装置は、ディジタル多重直交位相変調され奇数次歪を含む中間周波数信号を入力としこの中間周波数信号を2分岐する分配器9と、この分配器9の一方の出力をさらに2分岐する分配器10と、この分配器10の一方の出力が通過し前記奇数次歪の発生原因と等価に設定された疑似歪発生回路11と、この分配器10の他方の出力が通過する位相および振幅可変回路12と、この位相および振幅可変回路12の出力と疑似歪発生回路11の出力とを実質的に減算する加算回路19と、この加算回路19の出力が通過する位相および振幅可変回路13と、この位相および振幅可変回路13の出力と分配器9の他方の出力とを前記奇数次歪が打ち消されるように加算する加算回路14と、この加算回路14の出力が供給される位相復調回路100と、分配器10の他方の出力が供給される位相復調回路101と、加算回路19の出力が供給される位相復調回路105とを備え、この位相復調回路105の出力と位相復調回路101の出力との相関を演算しその相関が最小になるように位相および振幅可変回路12の位相推移量および振幅を制御する相関検出回路52と、位相復調回路105の出力と位相復調回路100の出力中の誤差成分との相関を演算しその相関が最小になるように位相および振幅可変回路13の位相推移量および振幅を制御する相関検出回路53とを備えている。位相復調回路100を除いて他の構成要素は歪補償回路102に含まれている。さらに、歪補償回路102と同じ構成の歪補償回路103および位相復調回路100と同じ構成の位相復調回路104が集中基地局7に含まれている。

【0029】図1に示した誤差検出回路400は、図2に示した本発明第一実施例装置では明記されていないが、これは位相復調回路100のAD変換器32および33の出力の中から誤差成分に相当する位置のビットを用いることにより誤差成分の抽出を行っているためである。したがって、本発明第一実施例では、特に誤差検出回路400を用いなくてもAD変換器32および33の出力のビット位置を選択することにより誤差成分を抽出している。

【0030】図3は誤差成分を説明するための図である。図3(a)は、変調方式が4PSKの場合のAD変換器32および33の出力のアイパターンを示す図であるが、この場合には、第2ビットが誤差成分となる。また、図3(b)は、変調方式が16QAMの場合のAD変換器32および33の出力のアイパターンを示す図であるが、この場合には、第3ビットが誤差成分となる。

【0031】疑似歪発生回路11には、無線基地局に用いた電気光変換器5と同等の装置をそのまま用いることにより除去すべき歪と同じ特性の疑似歪を発生させるこ

とができる。また、図4は、既知の技術に基づく疑似歪発生回路を示す図であるが、図4に示すようなダイオード対による疑似歪発生回路を用いてもよい。

【0032】次に、本発明第一実施例の動作を説明する。図2において、無線基地局3のアンテナ4で受信した移動端末1、2の無線信号は周波数変換器FCにより中間周波数信号に変換されて電気光変換器5に入力され、光ファイバ伝送路6を通じて集中基地局7に伝送される。このとき無線基地局3の電気光変換器5で非線形歪が発生する。

【0033】集中基地局7において受信した光信号は、光電気変換器8によって電気信号に変換された後に、分岐フィルタ82により移動端末1に対応した位相復調回路100の経路と移動端末2に対応した位相復調回路104の経路に分かれる。以下の構成は同じであるため一方の経路についてのみ説明する。分岐フィルタ82の出力は分配器9により2経路に分岐され、一方はさらに分配器10により2経路に分岐される。分配器10の出力の一方は、疑似歪発生回路11に入力され、疑似歪が加えられた後に、加算回路19に入力される。分配器10の出力の他方は、位相および振幅可変回路12に入力される。

【0034】位相および振幅可変回路12は、入力信号を分配する分配器15と、この分配器15の出力に接続された両極性可変減衰器16、17と、両極性可変減衰器16、17のそれぞれの出力信号を合成して出力する90°合成器18とから構成されている。図5は両極性可変減衰器の特性を示す図であるが、制御電圧にしたがって両極性にわたる減衰特性を有する。両極性可変減衰器16が後述する積分回路46の出力によって制御され、両極性可変減衰器17が積分回路47の出力によって制御されている。積分回路46および47からの制御入力にしたがって両極性可変減衰器16および17の減衰特性が変化し、その出力信号は90°合成器18により合成されるが、両極性可変減衰器16および17の減衰量を調整することにより90°合成器18により合成される信号の位相および振幅を調整することができる。位相および振幅可変回路12および13における位相および振幅の調整技術については既知の技術なのでさらに詳細な説明は省略する。

【0035】位相および振幅可変回路12の入力信号は、この中の主信号成分が疑似歪発生回路11の出力信号中の主信号と等振幅かつ逆位相となるように振幅および位相を調整されて出力される。位相および振幅可変回路12の出力は加算回路19に入力され、疑似歪発生回路11の出力と加算されることにより、主信号が抑圧されて歪成分のみが抽出される。

【0036】加算回路19の出力は位相および振幅可変回路13に入力される。位相および振幅可変回路13は位相および振幅可変回路12と同様に、分配器20と、

両極性可変減衰器 21、22と、 90° 合成器 23とから構成されている。両極性可変減衰器 21 が後述する積分回路 50 の出力によって制御され、両極性可変減衰器 22 が積分回路 51 の出力によって制御されている。

【0037】位相および振幅可変回路 13 に入力される抽出された歪の成分が、分配器 9 の出力信号中の歪成分と等振幅かつ逆位相となるように振幅および位相が調整されて出力される。位相および振幅可変回路 13 の出力は加算回路 14 に入力され、分配器 9 の出力と加算されることにより、歪成分が打ち消される。

【0038】加算回路 14 の出力は主信号用の位相復調回路 100 に入力される。位相復調回路 100 では、主信号から再生した基準搬送波 25 を用いて 90° 移相器 27 および位相検波器 26、28 により入力信号を直交検波し、その出力をそれぞれ低域通過フィルタ 29、30 に通すことにより、同相および直交のベースバンド信号を得る。得られたベースバンド信号は、AD変換器 32、33 に入力され、再生クロック信号 31 によりサンプリングされデジタル信号となる。この同相および直交のデジタル信号から誤差信号 e_I 、 e_Q が得られる。

【0039】また、加算回路 19 の出力信号は位相検波器 34 に入力され、上述の基準搬送波 25 を用いて検波され、低域通過フィルタ 35 に通すことにより、同相のベースバンド信号を得る。得られたベースバンド信号は、AD変換器 36 に入力されてから上述のクロック信号 31 によりサンプリングされ、デジタル信号 d_I となる。

【0040】そして、分配器 10 の出力信号は位相復調回路 101 に入力される。位相復調回路 101 では、上述の基準搬送波 25 を用いて 90° 移相器 38 および位相検波器 37、39 により入力信号を直交検波し、その出力をそれぞれ低域通過フィルタ 40、41 に通すことにより、同相および直交のベースバンド信号を得る。得られたベースバンド信号は、AD変換器 42、43 に入力され、上述のクロック信号 31 によりサンプリングされたデジタル信号 a_Q 、 a_I となる。

【0041】位相および振幅可変回路 12 の両極性減衰器 16、17 の制御は次のようにして行われている。位相および振幅可変回路 12 の入力信号を位相復調回路 101 を通して得られた同相および直交のデジタル信号 a_I 、 a_Q と、加算回路 19 の出力信号から得られた同相のデジタル信号 d_I を排他的論理和回路 44、45 と積分回路 46、47 に通すことにより、両者の信号間で相関検出を行い、その相関量が最小になるように両極性可変減衰器 16、17 をフィードバック制御している。このことにより、加算回路 19 の出力において、残留主信号が最小になる。

【0042】位相および振幅可変回路 13 の両極性減衰器 21、22 の制御は次のようにして行われている。位

相復調回路 100 の出力の同相および直交のデジタル信号から得られる誤差信号 e_I 、 e_Q と、加算回路 19 の出力信号から得られた同相のデジタル信号 d_I を排他的論理和回路 48、49 と積分回路 50、51 に通すことにより、両者の信号間で相関検出を行い、その相関量が最小になるように両極性可変減衰器 21、22 をフィードバック制御している。このことにより、加算回路 14 の出力において、歪成分が最小になる。

【0043】（第二実施例）次に、本発明第二実施例を図 6 を参照して説明する。図 6 は本発明第二実施例装置のブロック構成図である。本発明第二実施例が本発明第一実施例と異なる主な点は、本発明第一実施例で位相および振幅可変回路 12 および 13 を用いた部分に、複数のタップを有する IF 帯動作の二次元のトランスバーサルフィルタ 12' および 13' を用いており、また、相関検出回路 52' および 53' によりこのトランスバーサルフィルタ 12' および 13' の制御を行っている点である。本発明第二実施例では、広帯域な主信号および歪成分の周波数特性を考慮して補償する場合を想定している。

【0044】図 7 はトランスバーサルフィルタ 12' および 13' のブロック構成図（タップが 3 の場合）である。トランスバーサルフィルタ 12' および 13' は入力信号をクロック周期 T だけ遅延させる遅延回路 54、55 と、分配器 56、57、58 と、各分配器 56、57、58 に接続された両極性可変減衰器 59～64 と、両極性可変減衰器 59、61、63 のそれぞれの出力を合成する合成器 65 と、両極性可変減衰器 60、62、64 のそれぞれの出力を合成する合成器 66 と、合成器 65 および 66 の出力を合成して出力する 90° 合成器 67 とから構成されている。

【0045】図 8 はトランスバーサルフィルタ 12' および 13' を制御する相関検出回路 52' および 53' のブロック構成図である。ここでは相関検出回路 52' について説明する。入力信号 a_I 、 a_Q とデジタル信号 d_I を、遅延回路 68 により時間合わせし、排他的論理和回路 69 によりこれらの演算を行い、積分回路 70 に入力する。各々の積分回路 70 により、主信号の相関検出を行い、その相関量が最小になるようにトランスバーサルフィルタ 12' の各両極性可変減衰器 59～64 の制御信号 $y-1$ 、 $x-1$ 、 y 、 x 、 $y+1$ 、 $x+1$ を生成して、トランスバーサルフィルタ 12' の各両極性可変減衰器 59～64 に供給し、フィードバック制御をしている。

【0046】本発明第一実施例の位相および振幅可変回路 12 の代わりに、トランスバーサルフィルタ 12' および相関検出回路 52' を用いることにより、疑似歪発生回路 11 を通過することによって主信号の周波数特性が変化した場合においても、トランスバーサルフィルタ 12' が入力信号の周波数特性を変化させ、疑似歪発生

回路 11 の出力と等価にすることができるため、主信号を抑圧して歪成分を抽出することができる。

【0047】本発明第一実施例の位相および振幅可変回路 13 の代わりに、上記と同一構成のトランスバーサルフィルタ 13' および相関検出回路 53' を用いることにより、加算回路 19 で取り出した歪成分の周波数特性が分配器 9 の出力に含まれる歪成分の周波数特性と異なる場合においても、トランスバーサルフィルタ 13' により等価にすることができるため、歪成分を消去することができる。

【0048】（第三実施例）次に、本発明第三実施例を図 9 を参照して説明する。図 9 は本発明第三実施例装置のブロック構成図である。本発明第三実施例が本発明第一または第二実施例と異なる点は、分配器 71 を分岐フィルタ 82 の前段に設置し、分配器 71 により分岐され疑似歪発生回路 11 により疑似歪を加えられた信号を、疑似歪用の分岐フィルタ 72 により移動端末 1 に対応した位相復調回路 100 の経路と移動端末 2 に対応した位相復調回路 104 の経路に分配している点である。本発明第一または第二実施例では二つの経路で歪を発生させていたが、本発明第三実施例の構成にすることにより、疑似歪発生回路 11 の出力を二つの経路で共通化することができる。

【0049】（第四実施例）本発明第四実施例の構成を図 10 を参照して説明する。図 10 は本発明第四実施例装置のブロック構成図である。

【0050】本発明第四実施例装置は、ディジタル多重直交位相変調され奇数次歪を含む中間周波数信号を入力としこの中間周波数信号を二分岐する分配器 9 と、この分配器 9 の一方の出力が供給される位相復調回路 110 と、分配器 9 の他方の出力が通過し前記奇数次歪の発生原因と等価に設定された疑似歪発生回路 11 と、この疑似歪発生回路 11 の出力が供給される位相復調回路 112 と、この位相復調回路 112 の出力と位相復調回路 110 の出力とを実質的に減算する加算回路 170 と、この加算回路 170 の出力と位相復調回路 110 の出力とを前記奇数次歪が打ち消されるように加算する加算回路 171 とを備え、加算回路 170 の位相復調回路 110 の出力が入力される入力端に備えられ位相復調回路 110 の出力の加算回路 170 の入力レベルを調整する可変減衰器 180 と、位相復調回路 110 の出力と加算回路 170 の出力との相関を演算しその相関が最小になるように可変減衰器 180 の減衰量を制御する相関検出回路 520 と、加算回路 171 の入力端であって加算回路 170 の出力が入力される入力端に備えられ加算回路 170 の出力の加算回路 171 への入力レベルを調整する可変減衰器 181 と、加算回路 170 の出力と加算回路 171 の出力から誤差成分を抽出する誤差検出回路 400₁ および 400₂ の出力との相関を演算しその相関が最小になるように可変減衰器 181 の減衰量を制御する相

関検出回路 530 とを備えている。

【0051】次に、本発明第四実施例の動作を説明する。図 10 において、無線基地局 3 のアンテナ 4 で受信した複数の移動端末 1、2 の無線信号は周波数変換器 FC により中間周波数信号に変換されて電気光変換器 5 に入力され、上り光ファイバ伝送路 6 を通じて集中基地局 7 に伝送される。このとき無線基地局 3 の電気光変換器 5 で非線形歪が発生する。

【0052】集中基地局 7 において受信した光信号は、光電気変換器 8 によって電気信号に変換された後に、分岐フィルタ 82 により移動端末 1 に対応した復調部 150₁ の経路と移動端末 2 に対応した復調部 150₂ の経路に分かれる。復調部 150₁ および 150₂ の構成は同じであるため以降は復調部 150₁ について説明する。分岐フィルタ 82 の出力は分配器 9 により二つに分岐される。一方は位相復調回路 110 に入力され、他方は無線基地局 3 の電気光変換器 5 と同等の非線形歪特性をもつ疑似歪発生回路 11 に入力され、歪を加えられた後に、位相復調回路 112 に入力される。

【0053】位相復調回路 110 において入力信号は、この信号自身から再生された基準搬送波信号 113 に基づいて、同相成分と直交成分とに分解される。次に、位相復調回路 110 の出力の同相成分と直交成分は、再生されたクロック信号 119 をサンプリング信号として十分な量子化精度を有する AD 変換器 120、121 において、それぞれディジタル化され、直交信号 aQ と同相信号 aI になる。

【0054】同様に、位相復調回路 112 において入力信号は、基準搬送波信号 113 に基づいて、同相成分と直交成分とに分解され、クロック信号 119 をサンプリング信号として十分な量子化精度を有する AD 変換器 127、128 において、それぞれディジタル化され、直交信号 bQ と同相信号 bI になる。そして、同相信号 aI、直交信号 aQ、同相信号 bI および直交信号 bQ は、歪抽出部 129 に入力され、以下に示す動作で、これらの信号の主信号成分を抑圧し、同相歪信号 dI および直交歪信号 dQ を抽出する。歪抽出部 129 は、両極性可変減衰素子 130 ~ 133 からなる可変減衰器 180、相関検出回路 520、加算素子 135 ~ 138 からなる加算回路 170 を含む。両極性可変減衰素子 130 ~ 133 の特性は図 4 に示した両極性可変減衰器と同様である。

【0055】図 11 は相関検出回路 520 および 530 のブロック構成図である。相関検出回路 520 および 530 は排他的論理和回路 151 および積分回路 152 を含む。この相関検出回路 520 および 530 は、同相信号 aI および直交信号 aQ と、同相歪信号 dI および直交歪信号 dQ とを、排他的論理和回路 151 および積分回路 152 において、主信号の相関検出を行い、その相関量が最小になるように制御信号 Cr₁ ~ Cr₄ および

$G_{r1} \sim G_{r4}$ を生成して両極性可変減衰素子130～133および140～143に供給し、フィードバック制御をしている。

【0056】以上の構成を有する歪抽出部129において、まず、同相信号a Iは、両極性可変減衰素子130および132並びに相関検出回路520に入力され、両極性可変減衰素子130および132において、相関検出回路520から出力される制御信号 C_{r1} および C_{r2} に基づいて、それぞれ減衰されて出力される。同様に、直交信号a Qは、両極性可変減衰素子131および133並びに相関検出回路520に入力され、両極性可変減衰素子131および133において、相関検出回路520から出力される制御信号 C_{r3} および C_{r4} に基づいて、それぞれ減衰されて出力される。

【0057】そして、同相信号b Iは、加算素子135において両極性可変減衰素子130の出力信号と加算された後に、加算素子136において両極性可変減衰素子131の出力信号と加算される。これにより、同相信号b Iに含まれる主信号は、同相信号a Iおよび直交信号a Qに含まれる主信号とそれぞれ等振幅かつ逆位相で加算されることになり、主信号成分が抑圧されるとともに、同相歪信号d Iが抽出され、加算素子136から出力されて相関検出回路520および歪補償部139に供給される。

【0058】同様に、直交信号b Qは、加算素子137において両極性可変減衰素子132の出力信号と加算された後に、加算素子138において両極性可変減衰素子133の出力信号と加算される。これにより、同相信号b Qに含まれる主信号は、同相信号a Iおよび直交信号a Qに含まれる主信号とそれぞれ等振幅かつ逆位相で加算されることになり、主信号成分が抑圧されるとともに、同相歪信号d Qが抽出され、加算素子138から出力されて相関検出回路520および歪補償部139に供給される。

【0059】可変減衰器180は、4個の両極性可変減衰素子130～133を用いて同相信号と直交信号の振幅を個別に制御しており、これは同相信号と直交信号の複合信号の位相および振幅を等価的に制御していることになる。つまり、可変減衰器180は図1における位相および振幅可変回路12と同じ機能を有すると考えられる。

【0060】次に、歪補償部139は同相信号a I、直交信号a Q、同相歪信号d Iおよび直交歪信号d Qを入力して、以下に示す動作で、同相信号a Iおよび直交信号a Qに漏れ込んでいる歪成分を抑圧して出力する。歪補償部139の両極性可変減衰素子140～143を含む可変減衰器181、相関検出回路530は前述した可変減衰器180、相関検出回路520と特性および構成は同様である。さらに、加算素子145～148を含む加算回路171を備えている。

【0061】歪補償部139において、まず、同相歪信号d Iは、可変減衰素子141および143並びに相関検出回路530に入力され、両極性可変減衰素子141および143において、相関検出回路530から出力される制御信号 G_{r1} および G_{r3} に基づいて、それぞれ減衰されて出力される。同様に、直交歪信号d Qは、両極性可変減衰素子140および142並びに相関検出回路530に入力され、両極性可変減衰素子140および142において、相関検出回路530から出力される制御信号 G_{r2} および G_{r4} に基づいて、それぞれ減衰されて出力される。

【0062】そして、同相信号a Iは、加算素子145において両極性可変減衰素子140の出力信号と加算された後に、加算素子146において両極性可変減衰素子141の出力信号と加算される。これにより、同相信号a Iに含まれる歪成分は、同相歪信号d Iおよび直交歪信号d Qに含まれる歪成分とそれぞれ等振幅かつ逆位相で加算されることになり、歪成分が抑圧される。そして、この加算素子146の出力に含まれる同相誤差成分e Iが誤差検出回路400₂から出力されて相関検出回路530に供給される。

【0063】同様に、直交信号a Qは、加算素子147において両極性可変減衰素子142の出力信号と加算された後に、加算素子148において両極性可変減衰素子143の出力信号と加算される。これにより同相信号a Qに含まれる歪成分は、同相歪信号d Iおよび直交歪信号d Qに含まれる歪成分とそれぞれ等振幅かつ逆位相で加算されることになり歪成分が抑圧される。そして、この加算素子148の出力に含まれる直交誤差信号e Qが誤差検出回路400₁から出力されて相関検出回路530に供給される。

【0064】このとき、相関検出回路530は同相歪信号d Iおよび直交歪信号d Qと、同相誤差信号e Iおよび直交誤差信号e Qとの間で歪成分の相関検出を行い、その相関が最小となるように、制御信号 $G_{r1} \sim G_{r4}$ を生成して両極性可変減衰素子140～143に供給し、フィードバック制御をしている。

【0065】可変減衰器181は、4個の両極性可変減衰素子140～143を用いて同相信号と直交信号の振幅を個別に制御しており、これは同相信号と直交信号の複合信号の位相および振幅を等価的に制御していることになる。つまり、可変減衰器181は図1における位相および振幅可変回路13と同じ機能を有すると考えられる。

【0066】（第五実施例）次に、本発明第五実施例を図12を参照して説明する。図12は本発明第五実施例装置のブロック構成図である。本発明第五実施例が図10に示した本発明第四実施例と異なる点は、歪抽出部129および歪補償部139において、本発明第四実施例では両極性可変減衰素子130～133、140～14

3を含む可変減衰器180、181を用いていたが、本発明第五実施例では複数のタップを有するデジタル形のトランスバーサルフィルタ130'～133'、140'～143'を用いている点である。さらに、このトランスバーサルフィルタ130'～133'、140'～143'の各タップの重み付けを重み付け制御回路520'、530'を用いて行っている点である。

【0067】図13はトランスバーサルフィルタ130'～133'、140'～143'のブロック構成図(例として3タップの場合)である。入力デジタル信号をクロック周期Tだけ遅延させる遅延素子153、154、両極性可変減衰素子155～157、加算素子158により構成される。ここで、トランスバーサルフィルタ130'～133'、140'～143'の入力デジタル信号は、遅延素子153および両極性可変減衰素子155に供給され、遅延素子153の出力は、遅延素子154と両極性可変減衰素子156に供給され、さらに遅延素子154の出力は、両極性可変減衰素子157に供給される。また両極性可変減衰素子155～157は、重み付け制御回路520'から出力される制御信号 C_{r1} ($C1-1$ 、 $C10$ 、 $C1+1$)に基づいて、入力デジタル信号を減衰させて出力する。加算素子158は、両極性可変減衰素子155～157のそれぞれの出力デジタル信号を加算して出力する。

【0068】図14は重み付け制御回路520'のブロック構成図である。遅延回路(クロック周期T)159、排他的論理和回路151、積分回路152により構成される。重み付け制御回路520'は、同相信号aIおよび直交信号aQと、同相歪信号dIおよび直交歪信号dQとを、遅延回路159において、それぞれクロック周期Tだけ遅延させ、各信号のタイミングを合わせ、排他的論理和回路151および積分回路152において、主信号の相関検出を行い、その相関量が最小になるように制御信号 C_{r1} ～ C_{r4} を生成して、トランスバーサルフィルタ130'～133'に供給し、フィードバック制御をしている。

【0069】図11において、制御信号 $C1-1$ 、 $C10$ 、 $C1+1$ が制御信号 C_{r1} を構成し、以下同様に、制御信号 $C2-1$ 、 $C20$ 、 $C2+1$ が制御信号 C_{r2} を構成し、制御信号 $C3-1$ 、 $C30$ 、 $C3+1$ が制御信号 C_{r3} を構成し、制御信号 $C4-1$ 、 $C40$ 、 $C4+1$ が制御信号 C_{r4} を構成している。

【0070】歪抽出部129に、上記の構成のトランスバーサルフィルタ130'～133'および重み付け制御回路520'を用いることにより、疑似歪発生回路11を通過することによって主信号の周波数特性が変化した場合においても、トランスバーサルフィルタ130'～133'が入力信号の同相信号aIおよび直交信号aQの周波数特性を変化させ、同相信号bIおよび直交信号bQと等価にすることができるため、主信号を抑圧し

て歪成分を抽出することができる。

【0071】また、歪補償部139に、上記の同一の構成のトランスバーサルフィルタ140'～143'および重み付け制御回路530'を用いることにより、歪抽出部129で取り出した同相歪信号dIおよび直交歪信号dQの周波数特性が同相信号aIおよび直交信号aQに含まれる歪成分の周波数特性と異なる場合においても、トランスバーサルフィルタ140'～143'により等価にすることができるため、歪成分を消去することができる。

【0072】(第六実施例)次に、本発明第六実施例を図15を参照して説明する。図15は本発明第六実施例のブロック構成図である。本発明第六実施例が図10に示した本発明第四実施例と異なる点は、分配器9を分岐フィルタ82の前段に設置し、分配器9により分岐され疑似歪発生回路11により疑似歪を加えられた信号を、疑似歪用の分岐フィルタ83により移動端末1に対応した復調部150₁の経路と移動端末2に対応した復調部150₂の経路に分配している点である。本発明第四実施例では二つの経路で疑似歪を発生させていたが、本発明第六実施例の構成にすることにより、疑似歪発生回路11の出力を二つの経路で共通化することができる。

【0073】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、高精度に歪補償制御を行うことができる歪補償回路を実現することができる。本発明によれば、複数の無線キャリアからなる広帯域信号の歪補償制御を行うことができる受信装置を実現することができる。本発明によれば、送信側で生じた歪の補償を受信側で行い送信装置を小型化することができる集中基地局装置を実現することができる。本発明によれば、送信側で生じた複数の無線キャリアからなる広帯域信号の歪補償制御を高精度に受信側で行うとともに送信装置を小型化することができる無線通信方式を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明実施例装置のブロック構成図。

【図2】本発明第一実施例装置のブロック構成図。

【図3】誤差成分を説明するための図。

【図4】疑似歪発生回路を示す図。

【図5】両極性可変減衰器の特性を示す図。

【図6】本発明第二実施例装置のブロック構成図。

【図7】本発明第二実施例のトランスバーサルフィルタのブロック構成図。

【図8】本発明第二実施例の相関検出回路のブロック構成図。

【図9】本発明第三実施例装置のブロック構成図。

【図10】本発明第四実施例装置のブロック構成図。

【図11】本発明第四実施例の相関検出回路のブロック構成図。

【図12】本発明第五実施例装置のブロック構成図。

【図13】本発明第五実施例のトランスバーサルフィルタのブロック構成図。

【図14】本発明第五実施例の相関検出回路のブロック構成図。

【図15】本発明第六実施例装置のブロック構成図。

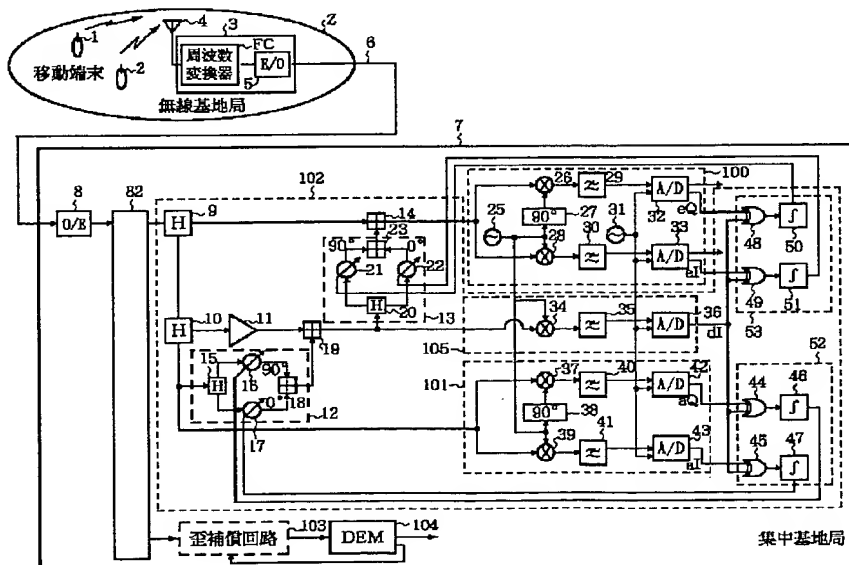
【図16】従来例装置のブロック構成図。

【符号の説明】

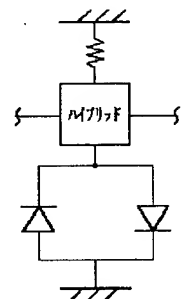
- 1、2 移動端末
3 無線基地局
4 アンテナ
5 電気光変換器
6 光ファイバ伝送路
7 集中基地局
8 光電気変換器
9、10、15、20、56～58、71、74 分配器
11、75 疑似歪発生回路
12、13 位相および振幅可変回路
12'、13'、130'～133'、140'～143' トランスバーサルフィルタ
14、19 170、171 加算回路
16、17、21、22 両極性可変減衰器
18、23、67 90° 合成器
25 基準搬送波
26、28、34、37、39 位相検波器
27、38 90° 移相器
29、30、35、40、41 低域通過フィルタ
31 再生クロック信号
32、33、36、42、43、120、121、12

- 7、128 AD変換器
44、45、48、49、69、151 排他的論理和回路
46、47、50、51 積分回路
52、53、52'、53' 相関検出回路
54、55、68、159 遅延回路
59～64 両極性可変減衰器
65、66 合成器
70、152 積分回路
76 可変移相器
77、180、181 可変減衰器
78 遅延素子
79 加算器
82、83 分岐フィルタ
100、101、104、105、100₁、100₂ 位相復調回路
102、103 歪補償回路
110、112 位相復調回路
129 歪抽出部
130～133 両極性可変減衰素子
135～138、158 加算素子
139 歪補償部
150₁、150₂ 復調部
140～143、155～157 両極性可変減衰素子
145～148 加算素子
400、400₁、400₂ 誤差検出回路
520、530 相関検出回路
520'、530' 重み付け制御回路

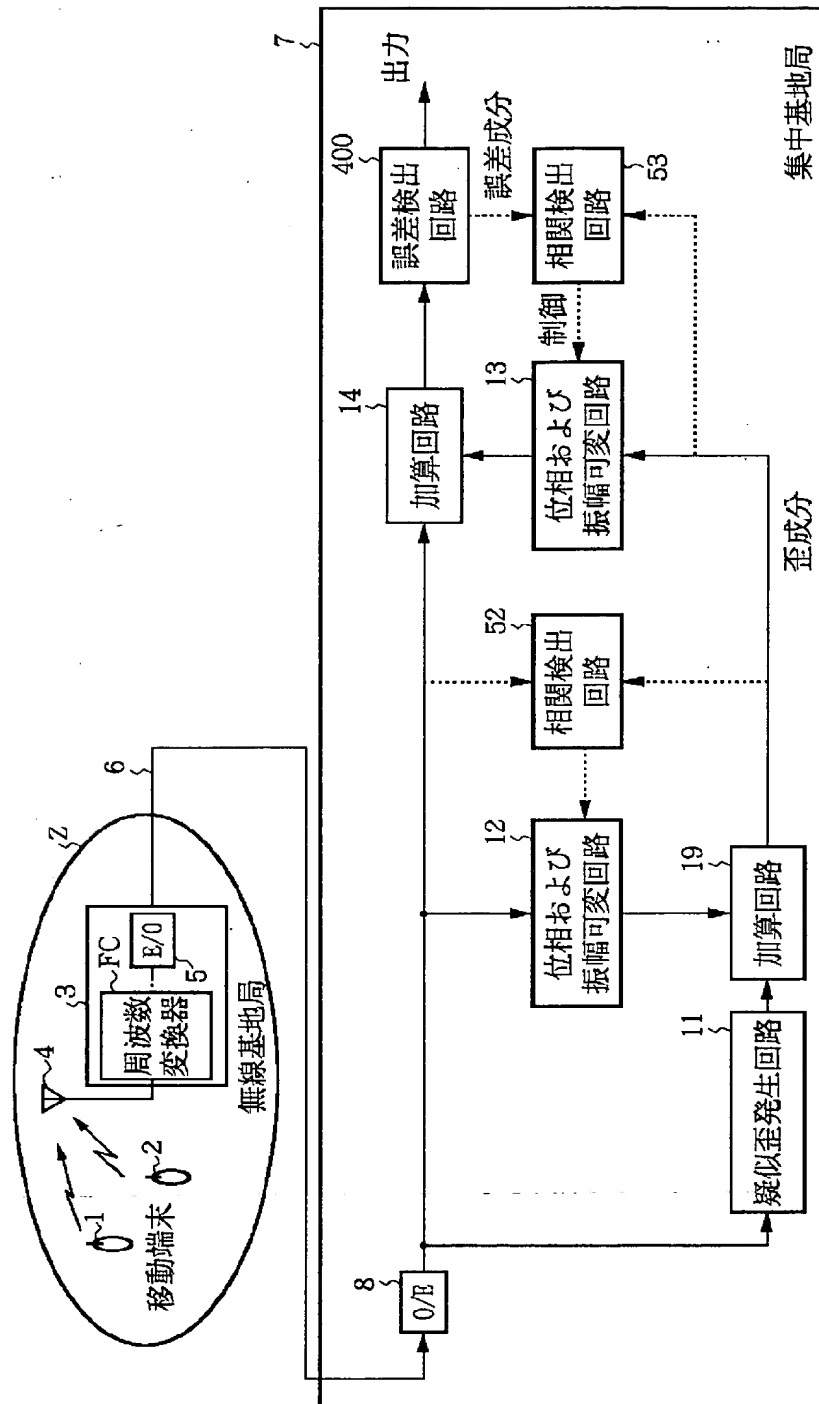
【図2】



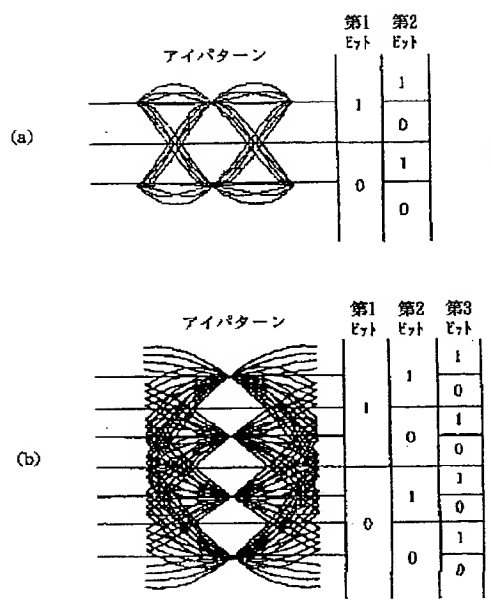
【図4】



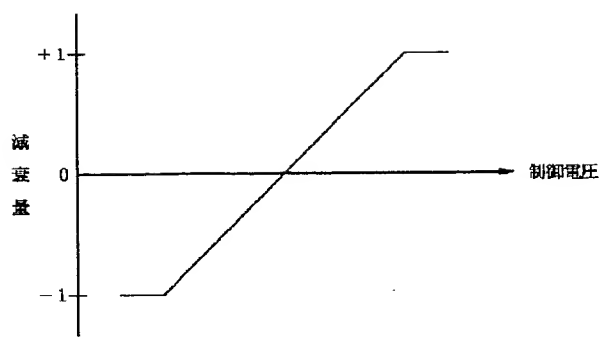
【図 1】



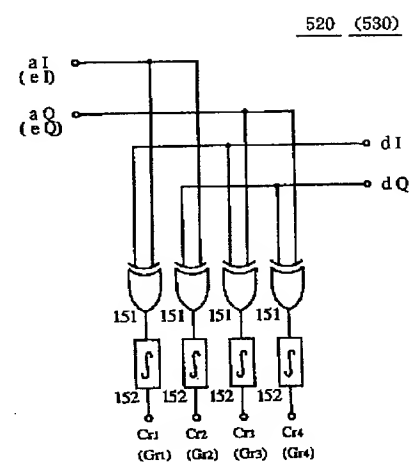
【図 3】



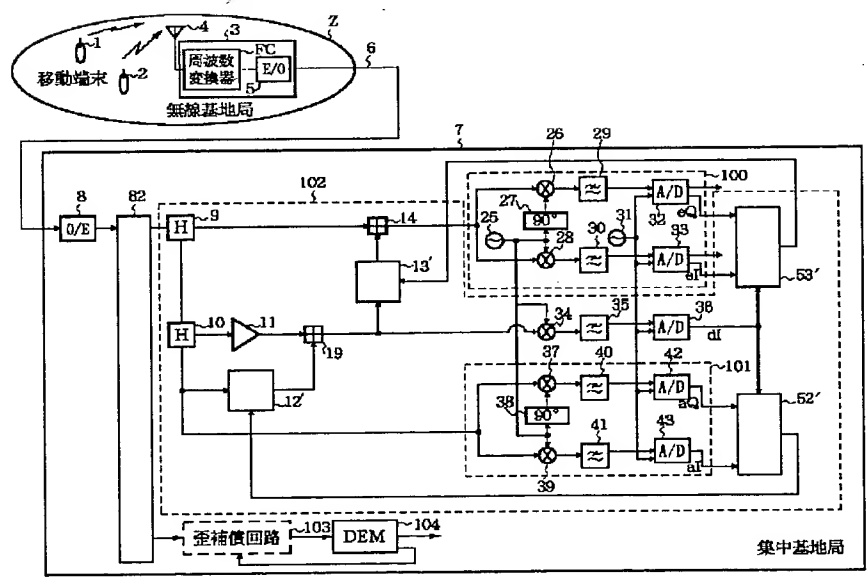
【図 5】



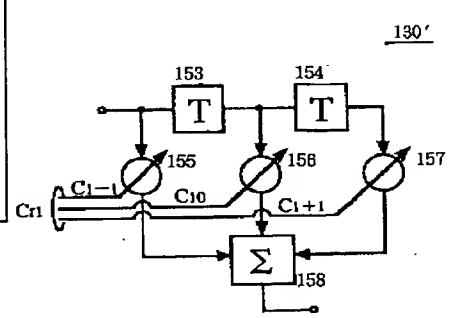
【図 1 1】



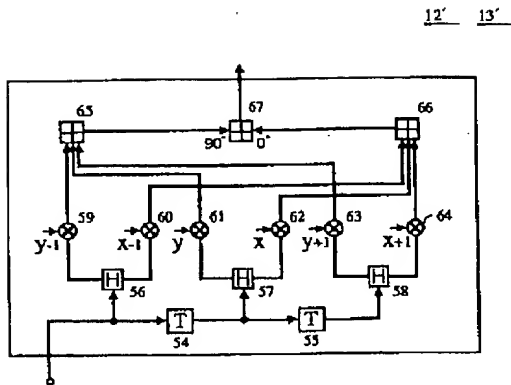
【図 6】



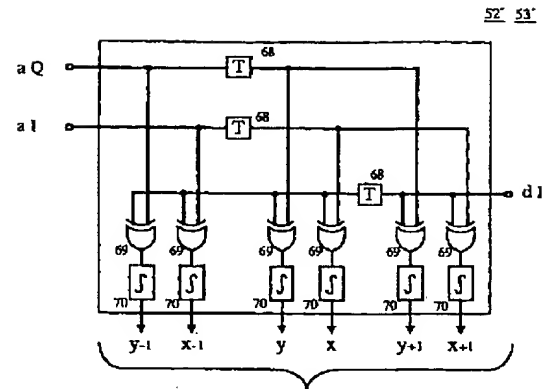
【図 1 3】



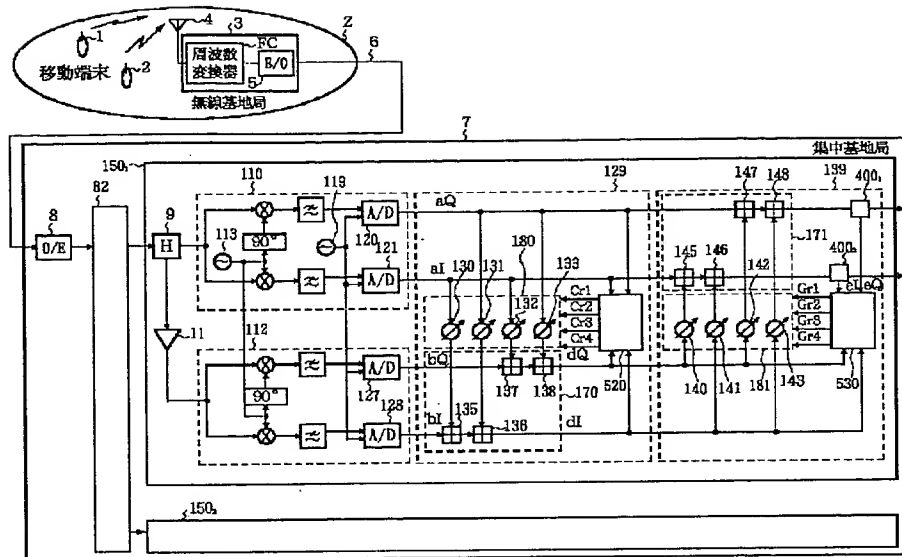
【図 7】



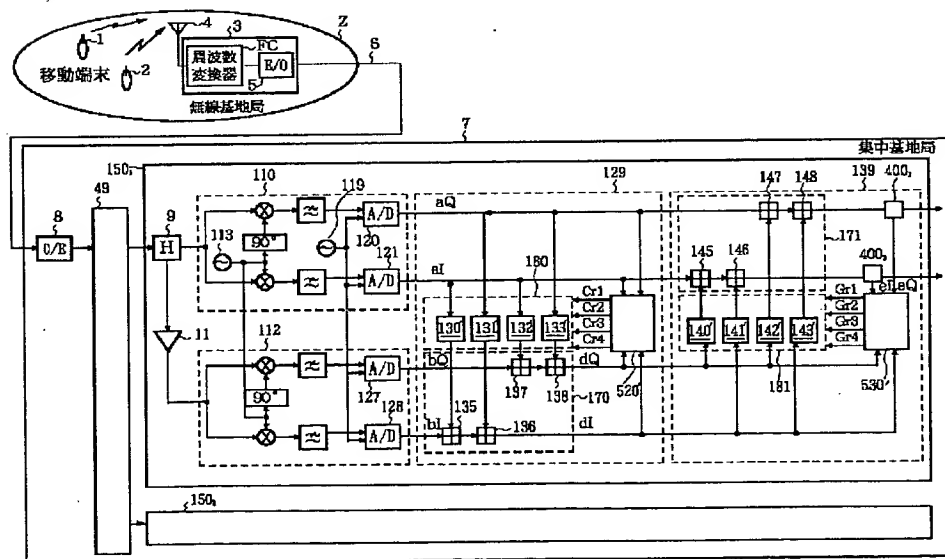
【図 8】



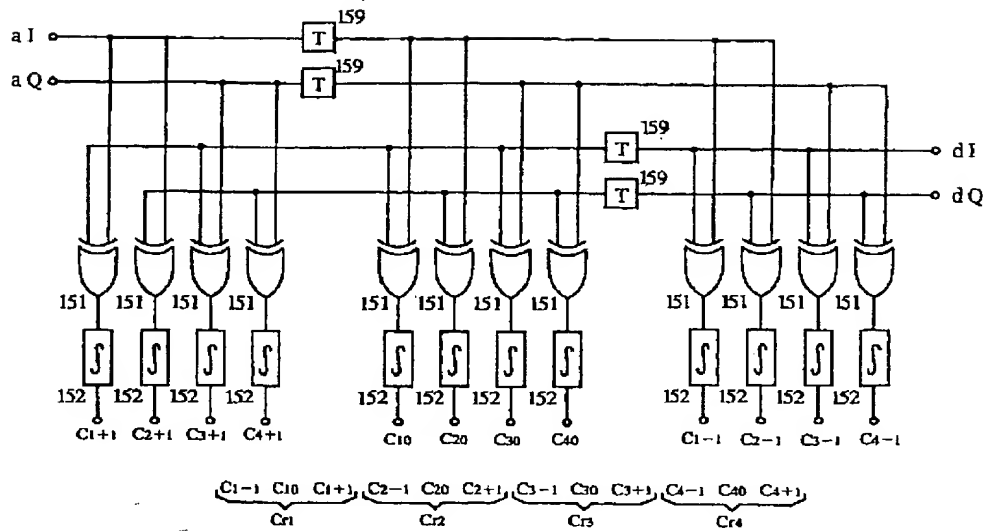
【図 10】



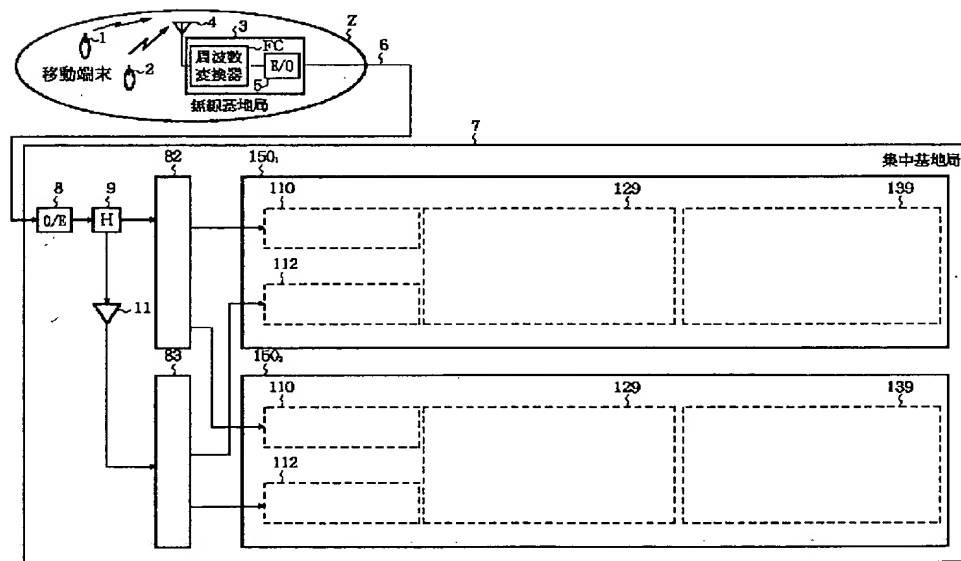
【図 1 2】



【図 14】



【図 15】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁶

H O 4 B 10/02

10/18

H O 4 L 27/22

識別記号

庁内整理番号

F I

H O 4 B 9/00

H O 4 L 27/22

技術表示箇所

M

$$Z$$

THIS PAGE BLANK (USPTO)